

Radiómetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía

J. Vicente Terán Collantes, Beatriz Aja, Juan L. Cano, Enrique Villa, Luisa de la Fuente, Juan Pablo Pascual, Eduardo Artal

josevicente.teran@unican.es, ajab@unican.es, juanluis.cano@unican.es, villae@unican.es,
fuenterm@unican.es, juanpablo.pascual@unican.es, artale@unican.es.

Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander.

Abstract- A W-band radiometer with intermediate frequency down-conversion for radio astronomy applications is presented. The receiver consists of two W-band low noise amplifiers followed by a subharmonic mixer, intermediate frequency amplification and a square-law detector. The performance of the receiver subsystems is characterized experimentally. The receiver works in the 82 to 96 GHz frequency band, and using a local oscillator of 27.1 GHz with 8 dBm of available power, it exhibits an overall conversion gain around 48 dB, a noise figure of 4.5 dB, and an effective bandwidth of 10 GHz. The receiver performance is characterized when a broadband noise input signal is applied. The radiometer characteristic has been obtained working as a total power radiometer and as a Dicke radiometer when an optical chopper is used to modulate the incoming signal.

I. INTRODUCCIÓN

En la banda W existen dos áreas de interés principales para los sistemas radiométricos: uno de ellas son las aplicaciones científicas que incluyen observaciones de la Tierra, la radioastronomía [1]-[2] y la espectroscopia; la segunda son las aplicaciones de control de seguridad o situaciones de baja visibilidad mediante la formación de imágenes en ondas milimétricas [3]. Entre los experimentos en el campo de la radioastronomía están los que pretenden analizar el fondo cósmico de microondas (CMB), los cuales se ven afectados por señales contaminantes (“foregrounds”). La banda de frecuencias W (75 – 110 GHz) ofrece una ventana de observación terrestre del CMB donde el efecto de los “foregrounds” está atenuado.

Los receptores de muy bajo ruido utilizados en radioastronomía son radiómetros que requieren una alta estabilidad y sensibilidad, y permiten medir la emisión electromagnética de un cuerpo, distinguiendo niveles pequeños de potencia de la señal [4]-[6]. La sensibilidad del radiómetro se establece por la temperatura de la fuente más baja detectable, la cual está generalmente determinada por las fluctuaciones de ruido que aparecen a la salida del receptor. Para una señal de tipo ruido térmico se emplean técnicas especiales con el objetivo de reducir las fluctuaciones de ruido y ganancia producidas por los circuitos del propio receptor, y poder diferenciarlas de la señal de interés a medir.

Un radiómetro de potencia total proporciona un valor promedio de la tensión dada por un detector cuadrático, proporcional a la potencia de ruido recibida por la antena más la del receptor.

La sensibilidad radiométrica en temperatura ΔT (Kelvin) o el mínimo cambio detectable de temperatura de la antena, T_A , a la salida del radiómetro, depende del ruido térmico, del

ancho de banda efectivo de radiofrecuencia B (Hz) y del ancho de banda equivalente de ruido del filtro paso bajo o circuito integrador (B_{LF}) con una constante de tiempo de integración τ (seg) = $1/2B_{LF}$:

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \quad (1)$$

Esta sensibilidad se empeora debido a las fluctuaciones de ganancia y ruido del receptor. El receptor de Dicke, o de detección síncrona [7], evita la disminución de sensibilidad debida a esas fluctuaciones. Se basa en medir conmutando periódicamente entre la potencia recibida por la antena, y una temperatura de referencia. Como la señal de interés sólo se recibe la mitad de tiempo, la sensibilidad es la mitad de la de un receptor de potencia total:

$$\Delta T = \frac{2T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \quad (2)$$

En este trabajo se presenta el diseño y caracterización de un radiómetro en banda W, funcionando como radiómetro de potencia total y como radiómetro de Dicke. Con este receptor se ha realizado la evaluación de un futuro instrumento en banda W compuesto por una agrupación de receptores. En trabajos previos se ha presentado el desarrollo y caracterización de la opto-mecánica, así como el diseño y optimización de un polarímetro en banda W [8].

II. ESQUEMA DEL RADIÓMETRO EN BANDA W

El radiómetro de potencia total desarrollado está dividido en tres partes principales: una parte frontal con amplificación de bajo ruido en banda W (RF), una sección de frecuencia intermedia (FI) con amplificación y, finalmente, detección cuadrática. Un esquema del diagrama de bloques del radiómetro se muestra en la Fig. 1.

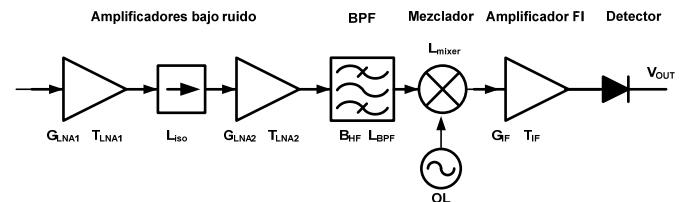


Fig. 1. Esquema del radiómetro en banda W.

La parte frontal de amplificación consta de dos amplificadores de bajo ruido interconectados mediante un aislador de bajas pérdidas. Posteriormente la señal es filtrada en la banda W con un filtro paso banda en guía y convertida

a FI utilizando un mezclador sub-armónico. Tras la mezcla se amplifica de nuevo la señal en FI mediante un amplificador de banda ancha, y posteriormente se pasa la señal a continua (DC) con un detector cuadrático.

A continuación se describen cada uno de los subsistemas que forman el radiómetro.

A. Amplificadores de bajo ruido en banda W

Los amplificadores de bajo ruido (LNA) utilizados en la banda W son circuitos monolíticos (MMIC) comerciales, que han sido montados en un chasis con transiciones microstrip a guía de onda WR-10.

El primer amplificador es de la fundición OMMIC modelo CGY2190UH/C2. Es un MMIC en tecnología 70 nm HEMT metamórfica. Montado en el chasis con transiciones a guía WR-10 proporciona una ganancia por encima de los 25 dB de 75 a 105 GHz y un ruido en torno a los 3.5 dB, con una polarización de $V_{d1} = 1.2$ V, $I_{d1} = 8.5$ mA, $V_{d2} = 1.4$ V e $I_{d2} = 21$ mA. El resultado de ganancia y ruido se muestra en la Fig. 2.

El segundo amplificador es un MMIC LNA de NGC modelo ALP283. Este amplificador es de tecnología 0.1 μ m HEMT de fosforo de indio (InP). Montado en chasis con transiciones a guía WR-10, tiene una ganancia por encima de 20 dB y un ruido en torno a los 5 dB en la banda de 75 a 105 GHz, para una polarización de $V_d = 1.3$ V e $I_d = 10$ mA como se muestra en la Fig. 2.

Para la medida de ganancia y ruido se ha utilizado el analizador de ruido (NFA8975A de Keysight Technologies) junto con el mezclador QHSW3FBDO de Quinstar. Se ha realizado una medida a FI fija de 100 MHz, y la fuente de ruido es la QNSFB12LW de Quinstar, con una ENR (Excess Noise Ratio) de unos 15 dB.

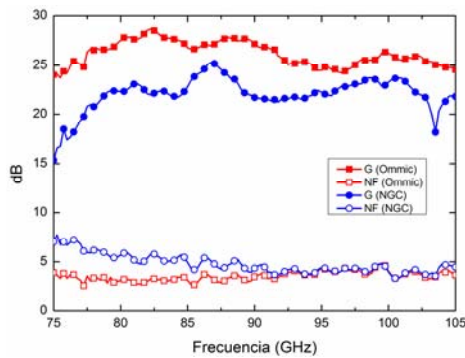


Fig. 2. Ganancia y ruido de los MMIC LNA: CGY2190UHC2 (OMMIC) $V_{d1} = 1.2$ V, $I_{d1} = 8.5$ mA, $V_{d2} = 1.4$ V e $I_{d2} = 21$ mA; y el ALP283 (NGC) $V_d = 1.3$ V e $I_d = 10$ mA.

El amplificador de NGC no se ha podido polarizar en su valor para mínimo ruido, ya que para dicha polarización se producen inestabilidades. Por lo tanto, al tener un ruido más alto que el amplificador de OMMIC, se ha colocado como segunda etapa en el receptor, y se han conectado mediante un aislador HP WR365A que tiene unas pérdidas de inserción de unos 1.5 dB en la banda W.

B. Filtro paso banda

El filtro paso banda (BPF) es un filtro en guía que cubre la banda 80.1-99.6 GHz con 21.8 % de banda, y con unas pérdidas de unos 0.4 dB. En [9] se encuentran los detalles de diseño y resultados de las medidas obtenidas del filtro.

C. Mezclador sub-armónico

Para convertir a frecuencia intermedia se ha utilizado un mezclador comercial de Quinstar modelo QHSW3FBDO. Se trata de un mezclador sub-armónico al tercer armónico de OL, con bajas pérdidas de conversión que proporciona una banda ancha de FI. Funciona en toda la banda W (75-110 GHz), y al utilizar una frecuencia baja de OL facilita su implementación en el laboratorio. Tiene entrada de RF en guía WR-10 y un diplexor para la entrada de la señal de oscilador local y la extracción de la frecuencia intermedia.

En el receptor se ha utilizado una frecuencia de OL de 27.1 GHz con potencia 8 dBm, obteniéndose unas pérdidas de conversión en torno a 15 dB, y utilizando un rango de frecuencias intermedias (FI) de 0.1 a 15 GHz. En la Fig. 3 se muestran las pérdidas estimadas del mezclador en función de la frecuencia de RF, obtenidas a partir de la medida de ganancia total de los dos amplificadores de banda W junto con el aislador, el BPF y el mezclador, y conociendo las ganancias de cada uno de los amplificadores y las pérdidas del aislador y del filtro.

El mezclador tiene una contribución muy pequeña en el ruido total del sistema al colocarse tras los dos amplificadores que proporcionan una ganancia de más de 40 dB.

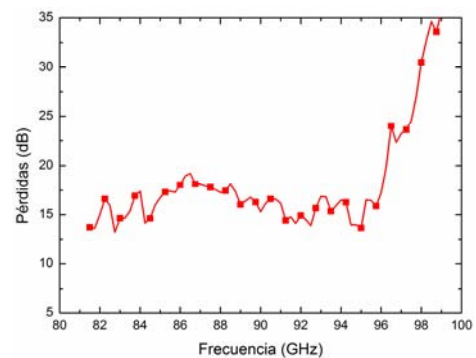


Fig. 3. Pérdidas del mezclador QHSW3FBDO para una frecuencia de OL de 27.1 GHz y potencia 8 dBm.

D. Amplificador de FI

El amplificador de frecuencia intermedia es un amplificador distribuido de Triquint modelo TGA2513, en tecnología 0.15 μ m pHEMT de GaAs. Este amplificador funciona en la banda de 0.5 a 23 GHz con una ganancia en torno a 15 dB y figura de ruido por debajo de los 4 dB, para una polarización de $V_d = 5$ V e $I_d = 90$ mA.

E. Detector y amplificador de vídeo

Como detector cuadrático se ha utilizado el HP8474E que funciona desde 10 MHz hasta 50 GHz con una sensibilidad en torno a 500 mV/mW.

El amplificador de vídeo es el preamplificador de bajo ruido SR560 de Stanford Research Systems, el cual permite realizar amplificación de continua y filtrado paso bajo.

III. CARACTERIZACIÓN DEL RADIÓMETRO

El receptor completo se ha caracterizado en ganancia y ruido desde la entrada del primer amplificador de banda W hasta la salida del amplificador de FI. Para ello se ha utilizado una frecuencia de OL fija de 27.1 GHz con potencia de 8 dBm. Se ha utilizado el analizador de ruido (NFA8975A), realizando la calibración con una fuente de

ruido de baja frecuencia HP346B y la medida con la fuente de ruido y un atenuador variable en banda W. La fuente de ruido utilizada es el modelo QNSFB12LW y el atenuador el W1513 de Hitachi, el cual se ha utilizado con una atenuación de 9 dB para evitar la saturación del segundo amplificador cuando la fuente está encendida. El resultado de ganancia y ruido en banda lateral única (USB-Upper Side Band) del receptor completo antes de detectar se muestra en la Fig. 4. La ganancia en la banda de funcionamiento, incluyendo la conversión, está en torno a 48 dB, y una temperatura de ruido de unos 425 K.

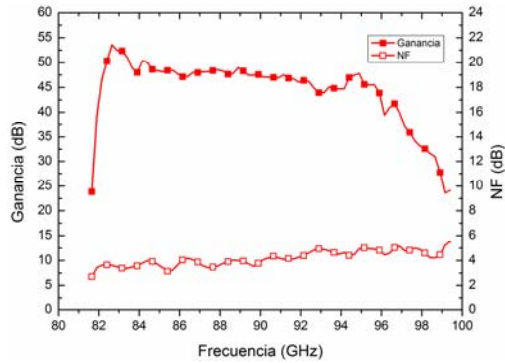


Fig. 4. Ganancia y ruido del receptor de banda W formado por los dos amplificadores de banda W con el aislador, el BPF, el mezclador y el amplificador de FI.

Con esta medida de ganancia y ruido, se ha calculado el ancho de banda efectivo del radiómetro aplicando (3), y se ha obtenido un valor de aproximado de 10.7 GHz.

$$B_{HF} = \frac{[\int_0^\infty G(f)df]^2}{\int_0^\infty G^2(f)df} \quad (3)$$

En el caso de un radiómetro ideal que no tuviese fluctuaciones de ganancia, la sensibilidad del radiómetro se puede calcular aplicando (1) ó (2), según el tipo de radiómetro. Para una ancho de banda de 10.7 GHz, una temperatura del sistema de 425 K y tomando un tiempo de integración de 30 ms las sensibilidades sería de 24 mK y 48 mK, para un radiómetro de potencia total y uno de Dicke respectivamente.



Fig. 5. Fotografía del laboratorio con el sistema de medida del radiómetro en banda W.

En modo radiómetro, con señal detectada a la salida, se han realizado dos medidas: una como radiómetro de potencia total y otra como radiómetro de Dicke.

Para estas medidas se ha conectado una antena de bocina en banda W modelo QSH27F20 en el receptor, con una ganancia de unos 20 dBi.

Como transmisor se ha utilizado la fuente de ruido de banda ancha en banda W (QNSFB12LW), el atenuador también de banda ancha W1513 y otra antena QSH27F20.

En la Fig. 5 se muestra una foto del sistema completo. La distancia entre las antenas es de 2.74 cm.

A. Radiómetro de potencia total

Para realizar las medidas de potencia total se ha conectado a la salida del amplificador de IF el detector cuadrático HP8474E y el amplificador de vídeo de bajo ruido SR560 con configuración de ganancia 1 y un filtro paso bajo con frecuencia de corte 0.1 Hz. Para medir la tensión detectada se ha utilizado un multímetro digital 34401A (Keysight Technologies).

Con la fuente de ruido encendida (estado “on”) se varía la potencia de ruido transmitida aumentando la atenuación con el atenuador variable. La fuente de ruido tiene una ENR en torno a 15 dB, y la atenuación se varía desde 3.5 dB hasta 9 dB. La tensión detectada corresponde a un valor proporcional a la temperatura de ruido transmitida (T_h) más la temperatura de ruido del receptor (T_R).

$$V_o = C_1 G k (T_h + T_R) B_{HF} \quad (4)$$

donde C_1 es la constante de respuesta en mV/mW, G es la ganancia del receptor, k la constante de Boltzmann y B_{HF} el ancho de banda efectivo del receptor.

La Fig. 6 muestra la tensión detectada en función de la temperatura equivalente de ruido transmitida con diferentes posiciones del atenuador.

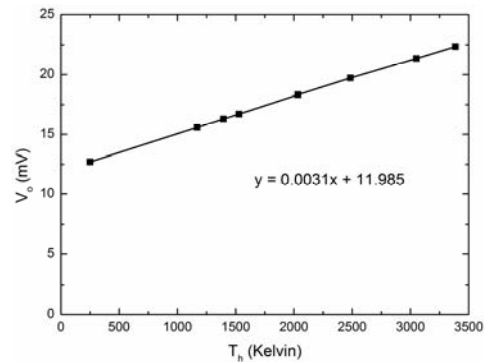


Fig. 6. Tensión detectada V_o (mV) frente a la temperatura equivalente de ruido transmitida (T_h (K)) por la fuente de ruido de banda ancha atenuada, para la medida del radiómetro de potencia total.

De la medida se obtiene la ecuación lineal de tensión detectada frente a temperatura (descrita en la Fig. 6), resultando una respuesta de $3.1 \mu\text{V/K}$, con un offset de 11.98 mV. Este offset corresponde a la tensión detectada proporcional a la temperatura del ruido del receptor más la temperatura T_h cuando ésta es igual a una temperatura ambiente de 290 K.

B. Radiómetro de Dicke

Para realizar las medidas como radiómetro de Dicke se ha utilizado un “chopper” óptico modelo SR540 de Stanford Research Systems y un amplificador de enganche (“Lock-in Amplifier”) SR830 DSP también de Stanford Research Systems. El esquema del sistema de medida se muestra en la Fig. 7.

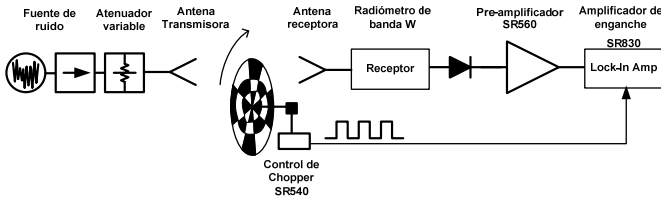


Fig. 7. Esquema del sistema de medida del radiómetro de Dicke en banda W.

El “chopper” permite modular con una señal cuadrada que se introduce en el amplificador de enganche como señal de referencia, y que puede ser entre 4 Hz y 3.7 kHz. La frecuencia de la señal de modulación se ha fijado a 120 Hz para las medidas realizadas.

La señal a la salida del detector se introduce en el preamplificador de bajo ruido SR560 en configuración de DC con ganancia 1, y su salida se introduce en el amplificador de enganche.

La señal detectada en esta configuración es una señal cuadrada, cuyo nivel bajo es proporcional a un cuerpo negro a temperatura ambiente (T_c) más el ruido añadido por el receptor (T_R), medido cuando el “chopper” tapa la antena transmisora. Su nivel alto es proporcional al ruido del receptor más la temperatura de ruido equivalente de la fuente de ruido atenuada (T_h).

$$V_c = C_1 Gk(T_c + T_R)B_{HF} \quad (5)$$

$$V_h = C_1 Gk(T_h + T_R)B_{HF} \quad (6)$$

El amplificador de enganche realiza una multiplicación de la señal detectada con la señal de referencia del “chopper” y un filtrado que permite reducir mucho el ruido. En este filtrado se ha fijado una constante de tiempo de 300 ms, y se mide el parámetro R que consiste en una tensión eficaz proporcional a la diferencia de los niveles alto y bajo de la señal detectada de acuerdo a (7).

$$R = C_2 G(V_h - V_c) \quad (7)$$

La Fig. 8 muestra el parámetro R en tensión eficaz en función de la temperatura equivalente de ruido transmitida con diferentes posiciones del atenuador.

Se obtiene la ecuación lineal de tensión eficaz frente a temperatura, proporcionando una respuesta de $1.2 \mu\text{Vrms/K}$, con un offset de $-62.5 \mu\text{Vrms}$. Como el valor R es la diferencia entre dos temperaturas, cuando T_h es igual a la temperatura ambiente $T_c \sim 290 \text{ K}$, el valor de R es cero.

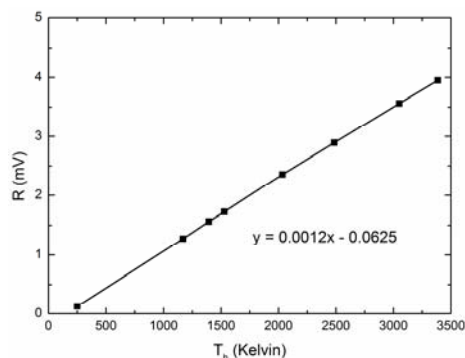


Fig. 8. Parámetro R en tensión eficaz (mVrms) frente a la temperatura equivalente de ruido transmitida (T_h (K)) por la fuente de ruido de banda ancha atenuada, para la medida del radiómetro de Dicke.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado un radiómetro en banda W compuesto por una parte de amplificación de bajo ruido en banda W, un mezclador sub-armónico a frecuencia intermedia con amplificación y finalmente detección mediante un detector cuadrático. Se ha mostrado la caracterización de ganancia y ruido de cada uno de los subsistemas que forman el receptor. El radiómetro funciona en la banda de 82 a 96 GHz, y con una señal de OL de frecuencia 27.1 GHz y potencia 8 dBm, presenta una ganancia total, incluidas las pérdidas de conversión y la amplificación de FI, en torno a 50 dB, una figura de ruido de 4.5 dB, y un ancho de banda efectivo de 10 GHz. La conversión a frecuencia intermedia es de 0.7 a 14.7 GHz. Por otra parte se ha demostrado el funcionamiento del radiómetro operando tanto como un radiómetro de potencia total, o como un radiómetro de Dicke utilizando un “chopper” óptico para modular la señal detectada.

Una de las mejoras a realizar en el radiómetro es enfriar a temperatura criogénica la parte frontal de amplificación en banda W para conseguir un receptor con menor figura de ruido y por lo tanto mayor sensibilidad.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad bajo el programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064, Red de excelencia CONSOLIDER-SPATEK y Universidad de Cantabria, Doctorado Industrial 2014 referencia 12.DI05.648. Los autores agradecen a Eva Cuerno la fabricación y montaje de los circuitos.

REFERENCIAS

- [1] M.W. Pospieszalski, et al., “Design and Performance of Wideband, Low-Noise, Millimeter-Wave Amplifiers for Microwave Anisotropy Probe Radiometers”, in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Boston, USA, 2000, pp. 217-220.
- [2] J.M. Lamarre, et. al. “The Planck High Frequency Instrument, a third generation CMB experiment, and a full sky submillimeter survey”, New Astronomy Reviews, Vol. 47, Issues 11-12, pp. 1017-1024, Dec. 2003.
- [3] L. Yujiri, M. Shoucri, P. Moffa, “Passive millimeter wave imaging,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 39-50, sept. 2003.
- [4] John D. Kraus, “Radio Astronomy”, Cygnus-Quasar Books, 2nd Edition, 1986.
- [5] M.E. Tiuri, “Radio Astronomy Receivers”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 7, pp.930-938, December 1964.
- [6] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung, “Microwave Remote sensing - Active and Passive ” Volume I, Artech House Inc. 1981.
- [7] R.H. Dicke, “The measurements of thermal radiation at microwave frequencies” *Rev. Sci. Instrum.*, vol.17, pp.268-275, July 1946.
- [8] J.L. Cano, E. Villa, V. Terán, E. González, L. de la Fuente, E. Artal, A. Mediavilla, “Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación”, in *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Pamplona, Spain, 2015.
- [9] J. Vicente Terán, David Vegas, E. Artal, “Filtro en banda W con alto rechazo en banda imagen”, in *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Pamplona, Spain, 2015.